

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-170657

(43)Date of publication of application : 14.06.2002

(51)Int.Cl.

H05B 6/06  
H02M 7/48

(21)Application number : 2000-367922

(71)Applicant : DAI ICHI HIGH FREQUENCY CO  
LTD

(22)Date of filing : 04.12.2000

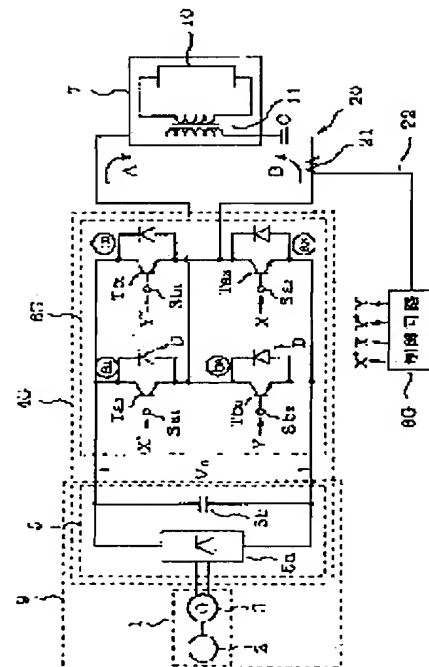
(72)Inventor : HIRAYAMA KOTARO  
MIYAHARA KENTA

## (54) INDUCTION HEATING POWER SOURCE DEVICE

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide an induction heating power source device that can improve the utilization rate of the power source capacity by easily changing the permissible minimum output impedance even during power supply.

**SOLUTION:** In the power source device, an instruction signal X\* that is capable of adjusting the appearance frequency of on-signal is transmitted to one of the switching element Ta1 in the switching oscillating part 6G that converts the direct current from the DC feeding part 9 to alternating current, and/or an instruction signal Y\* that makes on/off mode or normally OFF mode is transmitted to other switching element Tb1. During the induction heating, the density of pulse of the output alternating current from the switching oscillating part 6G is adjusted by these instruction signals X\*, Y\* and the impedance of the permissible minimum output is matched with the load impedance that changes according to heating, and thereby the utilization rate of the power source capacity is improved.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 04.12.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3652239

[Date of registration] 04.03.2005

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

文面 2  
Y

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-170657

(P2002-170657A)

(43) 公開日 平成14年6月14日 (2002.6.14)

(51) IntCl <sup>7</sup>	識別記号	F I	テ-マ-ト (参考)
H 0 5 B 6/06	3 8 6	H 0 5 B 6/06	3 8 6 3 K 0 5 9
	3 8 1		3 8 1 5 H 0 0 7
H 0 2 M 7/48		H 0 2 M 7/48	P
			E

審査請求 有 請求項の数 8 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2000-367922(P2000-367922)

(22) 出願日 平成12年12月4日 (2000.12.4)

(71) 出願人 000208895

第一高周波工業株式会社

東京都中央区日本橋馬喰町1丁目6番2号

(72) 発明者 平山 鋼太郎

神奈川県川崎市川崎区殿町2丁目17番8号

第一高周波工業株式会社内

(72) 発明者 宮原 健太

神奈川県川崎市川崎区殿町2丁目17番8号

第一高周波工業株式会社内

(74) 代理人 100075971

弁理士 乗松 森三

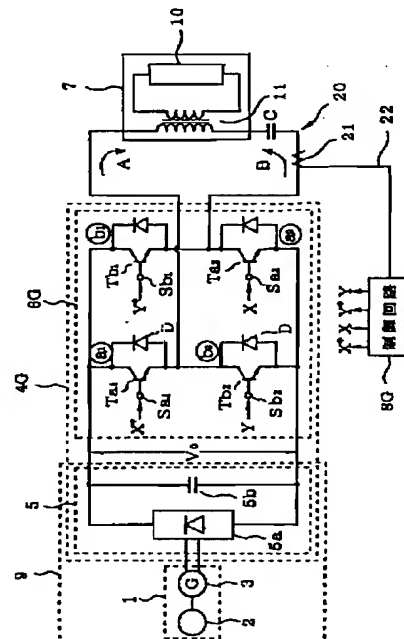
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 誘導加熱用電源装置

(57) 【要約】

【課題】 通電中でも許容最低出力インピーダンスの変更を容易に行って電源能力の利用率を高めることの可能な誘導加熱用電源装置を提供する。

【解決手段】 直流給電部9からの直流を交流に変換するスイッチング発振部6 G内の一つのスイッチング素子T a<sub>1</sub>に、ON信号の出現頻度を調整可能な指令信号X\*を送信し、且つ/又は他のスイッチング素子T b<sub>1</sub>に、ON/OFFモードか常時OFFモードかを行わせる指令信号Y\*を送信する構成とし、誘導加熱中、これらの指令信号X\*、Y\*によってスイッチング発振部6 Gからの出力交番電流のパルス密度を調節して、許容最低出力インピーダンスを、加熱につれて変化する負荷インピーダンスに整合させ、電源能力の利用率を高める。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 被加熱物を誘導加熱するための誘導コイルを擁する負荷に所望周波数の交流電力を供給するための電源装置であって、直流給電部と、その直流電力をパルス交流電力に変換するためのスイッチング発振部とを有し、該スイッチング発振部が、回路内の4個所にスイッチング素子を配してブリッジを組んだフルブリッジ型のスイッチング回路と、前記スイッチング素子に指令信号を送信する制御回路を備え、その制御回路が、3個所のスイッチング素子に対してON/OFF動作を指令する信号を送信し、1個所のスイッチング素子に対して、ON/OFF動作を指令する信号と常時OFF動作を指令する信号を、切換え自在に送信するように編成し、前記1個所のスイッチング素子に対する指令信号の切換えによって前記スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを可変にしたことを特徴とする誘導加熱用電源装置。

【請求項2】 被加熱物を誘導加熱するための誘導コイルを擁する負荷に所望周波数の交流電力を供給するための電源装置であって、直流給電部と、その直流電力をパルス交流電力に変換するためのスイッチング発振部とを有し、該スイッチング発振部が、回路内の4個所にスイッチング素子を配してブリッジを組んだフルブリッジ型のスイッチング回路と、前記スイッチング素子に指令信号を送信する制御回路を備え、その制御回路が、3個所のスイッチング素子に対してON/OFF動作を指令する信号を送信し、1個所のスイッチング素子に対して、ON/OFF動作を指令する信号をON状態の出現頻度を調節自在な形態で送信するように編成し、前記1個所のスイッチング素子に対する指令信号のON状態の出現頻度の調節によって前記スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを可変にしたことを特徴とする誘導加熱用電源装置。

【請求項3】 被加熱物を誘導加熱するための誘導コイルを擁する負荷に所望周波数の交流電力を供給するための電源装置であって、直流給電部と、その直流電力をパルス交流電力に変換するためのスイッチング発振部とを有し、該スイッチング発振部が、回路内の4個所にスイッチング素子を配してブリッジを組んだフルブリッジ型のスイッチング回路と、前記スイッチング素子に指令信号を送信する制御回路を備え、その制御回路が、2個所のスイッチング素子に対してON/OFF動作を指令する信号を送信し、1個所のスイッチング素子に対して、ON/OFF動作を指令する信号と常時OFF動作を指令する信号を、切換え自在に送信し、残りの1個所のスイッチング素子に対して、ON/OFF動作を指令する信号をON状態の出現頻度を調節自在な形態で送信するように編成し、前記1個所のスイッチング素子に対する指令信号の切換え及び前記1個所のスイッチング素子に対する指令信号のON状態の出現頻度の調節のいずれか

一方若しくは双方によって、前記スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを可変にしたことを特徴とする誘導加熱用電源装置。

【請求項4】 被加熱物を誘導加熱するための誘導コイルを擁する負荷に所望周波数の交流電力を供給するための電源装置であって、直流給電部と、その直流電力をパルス交流電力に変換するためのスイッチング発振部とを有し、該スイッチング発振部が、回路内の2個所若しくは1個所にスイッチング素子を配してブリッジを組んだハーフブリッジ型又は一石型のスイッチング回路と、前記スイッチング素子に指令信号を送信する制御回路を備え、該制御回路が、1個所のスイッチング素子に対して、ON/OFF動作を指令する信号をON状態の出現頻度を調節自在な形態で送信するように構成し、前記1個所のスイッチング素子に対する指令信号のON状態の出現頻度の調節によって前記スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを可変にしたことを特徴とする誘導加熱用電源装置。

【請求項5】 前記スイッチング発振部に接続した負荷の通電挙動を検知する負荷通電挙動検知器を備えると共に、その検知結果に基づいて前記スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを前記負荷のインピーダンスに近づけるよう制御するよう前記スイッチング発振部の制御回路を編成したことを特徴とする請求項1から4のいずれか1項記載の誘導加熱用電源装置。

【請求項6】 前記制御回路から複数個所のスイッチング素子に送信する指令信号の種類を順繰りに切り換えることで、1個所のスイッチング素子に負担が集中しないように構成した、請求項1から5のいずれか1項記載の誘導加熱用電源装置。

【請求項7】 前記スイッチング発振部が、その出力電流の周期挙動データを制御回路に帰還入力してスイッチング素子を発振駆動する、周波数追尾型のスイッチング発振部である、請求項1から6のいずれか1項記載の誘導加熱用電源装置。

【請求項8】 前記直流給電部が、燃料をエネルギー源とする自立型直流給電部である、請求項1から7のいずれか1項記載の誘導加熱用電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、鋼材の誘導加熱などに用いる誘導加熱用電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】誘導加熱用の電源には、通常、商用交流が使用されており、この商用交流を誘導加熱用の高周波電流に変換する手段として、ソリッドステートのスイッチング素子を用いたインバータが広く使用されている。インバータとは、本来は、素子に出力極性を切り換えるスイッチング動作を行わせて直流入力を交流に変換して出力させる機構の呼称であるが、商用交流を整流して直

流にする「順変換部」が一体化された装置の一般的呼称ともなっている。因に、このように一体化された装置においては、直流を交流に変換する本来のインバータ部分は「逆変換部」と称される。本願では上記一体化装置を「インバータ」と称することとする。

【0003】また、場所によっては商用交流が使用できない場合があり、そのような場合には、ディーゼルエンジン或いはガソリンエンジン等の原動機で駆動される交流発電機を交流電源として使用している。以下、この場合を例にとって従来例を説明する。図18に示すように、原動機2と交流発電機3を備えた起電部1に、順変換部5と逆変換部6を備えたインバータ4が接続され、そのインバータ4の出力が、誘導コイル10とマッチングトランス11等を擁する負荷7に供給されている。通常、エンジン2と交流発電機3を組み合わせた起電部1には、出力電圧及び周波数を一定値に維持するための制御装置が設けられている。

【0004】インバータ4の順変換部5には通常、出力電圧を調整するための手段（例えば、サイリスタの点弧角を調節する位相制御手段）及び過剰電流が流れないように規制する手段が設けられており、順変換部5からの出力電圧及び電流をそれぞれ所定値以下に調節可能としている。

【0005】逆変換部（以下スイッチング発振部という）6には、通常、スイッチング素子を4個所に配したフルブリッジ型のスイッチング回路、又は、2個所に配したハーフブリッジ型のスイッチング回路が用いられており、図18では、フルブリッジ型を用いた場合を示している。このフルブリッジ型のスイッチング発振部6には、4個所（ $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ ）にスイッチング素子 $T = (T_{a_1}, T_{a_2}, T_{b_1}, T_{b_2})$ がそれぞれ配備されている。パルスオシレータなどを備えた制御回路8からは、素子 $\{T_a = (T_{a_1}, T_{a_2}), T_b = (T_{b_1}, T_{b_2})\}$ のON/OFF動作を指令するペアのパルス信号 $\{X, Y\}$ が $\{ON, OFF\} \rightarrow \{OFF, ON\} \rightarrow \{ON, OFF\} \cdots$ という時系列で発振され、 $X$ は素子 $T_{a_1}$ ,  $T_{a_2}$ の信号端子 $S_{a_1}$ ,  $S_{a_2}$ に、 $Y$ は素子 $T_{b_1}$ ,  $T_{b_2}$ の信号端子 $S_{b_1}$ ,  $S_{b_2}$ にそれぞれ入力されて、素子 $T_{a_1} \rightarrow$ 負荷7 $\rightarrow$ 素子 $T_{a_2}$ を通る電路（以下、「正極性入電路」とする）と素子 $T_{b_1} \rightarrow$ 負荷7 $\rightarrow$ 素子 $T_{b_2}$ を通る電路（以下、「負極性入電路」）が代わる代わるONされるスイッチング動作が行われる。このスイッチング発振部6に順変換部5から直流が入力されると、負荷7には、矢印A方向とB方向の電流が代わる代わる流れて交流通電が行われることとなる。なお、Dは、スイッチング素子とは逆方向の導通を常時ONさせておくためのダイオード、Cは負荷7に直列に配置された共振用コンデンサである。

【0006】図19は、インバータ4'のスイッチング

発振部6'にハーフブリッジ型を用いた場合の回路図である。ハーフブリッジ型のスイッチング発振部6'には、2個所（ $a$ ,  $b$ ）にスイッチング素子 $T = (T_a, T_b)$ が配備されている。しかして、フルブリッジ型と同様に、制御回路8'からの指令信号 $\{X, Y\} = \{ON, OFF\}$ により、素子 $T_a \rightarrow$ 負荷7 $\rightarrow C_2$ を通る正極性入電路がONされて、負荷7に矢印A方向の電流が流れると同時に、コンデンサ $C_1$ ,  $C_2$ に電荷が充電される。次いで、指令信号 $\{X, Y\} = \{OFF, ON\}$ により、素子 $T_a$ がOFFの状態で、コンデンサ $C_1$ ,  $C_2$ の電荷により負荷7 $\rightarrow$ 素子 $T_b$ を通る矢印B方向の電流が流れる。かくして、負荷7には、指令信号 $\{X, Y\} = \{ON, OFF\} \rightarrow \{OFF, ON\} \rightarrow \{ON, OFF\} \cdots$ に従って、矢印A方向と矢印B方向の電流が代わる代わる流れる交流通電が行われる。

【0007】さて、図18に示すフルブリッジ型のスイッチング回路を用いた従来装置において、順変換部5の出力電圧及び出力電流はそれぞれ一定値以下に制御されているので、負荷7に対しても上記直列コンデンサを含めた系（以下「負荷回路」）に適用される電圧及び電流が一定値以下に抑えられることとなる。ここで、順変換部5の出力電圧及び出力電流の最大値をそれぞれ、 $V_o$ ,  $I_o$ とすると、フルブリッジ型のスイッチング発振部6は、入力側と同一の電圧、電流の交流に変換して出力できるので、負荷回路に適用しうる最大電圧及び最大電流もそれぞれ、 $V_o$ ,  $I_o$ となり、負荷7に供給可能な最大電力 $P_o$ は、 $P_o = V_o \times I_o$ となる。順変換部5からスイッチング発振部6を介して負荷7に取り込まれる電力 $P$ は、上記 $V_o$ ,  $I_o$ 制限下では負荷7のインピーダンス $R$ の大きさに応じて変化する。すなわち、スイッチング発振部6が出力しうる最大電圧 $V_o$ と最大電流 $I_o$ の比、即ち  $V_o / I_o = Z_o$  を、スイッチング発振部6の出力インピーダンスとすると、図20に示すように、負荷7のインピーダンス $R$ が出力インピーダンス $Z_o$ に等しい場合には、負荷7には電力 $P = V_o \times I_o =$ 最大電力 $P_o$ が取り込まれるが、 $R > Z_o$  の場合には、電圧 $V_o$ を越える電圧を印加できないため負荷7への電流が制限され、電力 $P = V_o^2 / R <$ 最大電力 $P_o$ となり、 $R$ が大きいほど $P$ は小となる。一方、 $R < Z_o$  の場合には、電流 $I_o$ を越える電流を流すことができないため負荷7に印加される電圧が制限され、電力 $P = I_o^2 R <$ 最大電力 $P_o$ となり、 $R$ が小さいほど $P$ は小となる。よって、 $R = Z_o$ に設定しておけば、最大電力 $P_o$ を負荷7に供給でき、電源能力が最大限に生かされる。上記電力 $P$ と負荷7のインピーダンス $R$ との関係を図21に示す。

【0008】上記したように、電源能力を最大限に生かすには負荷7のインピーダンス $R$ をスイッチング発振部6の出力インピーダンス $Z_o$ に等しく設定しておくことが必要となる。そこで、誘導コイル10の前にマッチン

グトランス11を介在させて負荷7を構成し、このマッチングトランス11の巻数比の選定により、負荷7のインピーダンスRをインバータ4の出力インピーダンス $Z_o$ に等しく設定する方法が採られている。ところが、誘導加熱にあつては、被加熱物が変態点を越えて昇温すると、被加熱物の磁性の変化により誘導コイル10のインピーダンスが大きく低下し、従つて、その誘導コイル10とマッチングトランス11からなる負荷7のインピーダンスRも被加熱物の昇温によって大きく低下してしまう。例えば、図14は丸鋼を誘導加熱する際の負荷7のインピーダンスRの変化を定性的に示すものであり、加熱中にインピーダンスが大きく変化している。このため、加熱初期における負荷7のインピーダンスRをスイッチング発振部6の出力インピーダンス $Z_o$ に等しく設定しておくと、被加熱物が昇温して変態点を越えてきた時にインピーダンスRが大きく低下して供給電力が急激に低下してしまう。このため、図16に示すように、加熱初期には被加熱物が急勾配で昇温するが、途中から昇温速度がにぶり、所定温度までの加熱に時間がかかる。また逆に、被加熱物が高温になってインピーダンスが小さくなった時における負荷7のインピーダンスRをスイッチング発振部6の出力インピーダンス $Z_o$ に等しく設定しておくと、被加熱物の昇温初期にはインピーダンスRが出力インピーダンス $Z_o$ よりもかなり大きいため供給電力が小さく、このため、図17に示すように昇温速度が遅く、やはり所定温度までの加熱に時間がかかる。

【0009】この問題は、図19に示すハーフブリッジ型のスイッチング発振部6'においても同様に生じる。ただし、この場合には、スイッチング発振部6'の出力電圧が入力電圧 $V_o$ の $1/2$ となり、出力電流が入力電流 $I_o$ の2倍となるので、出力インピーダンス $Z_o'$ は、

$$Z_o' = 0.5 V_o / 2 I_o = V_o / 4 I_o = Z_o / 4$$

となり、フルブリッジの場合の $1/4$ となる。

【0010】以上に説明した問題は、商用電源を用いた場合にも当然生じる。この問題を解決するには、加熱の途中でトランスの巻数比を設定変え（タップ切り換えなど）して、所望の昇温スケジュールを確保することが考えられる。すなわち、加熱初期の負荷7のインピーダンスRがスイッチング発振部6又は6'の出力インピーダンス $Z_o$ 又は $Z_o'$ にほぼ等しくなるようにトランスの巻数比を設定して誘導加熱を開始した後、被加熱物の昇温によって負荷7のインピーダンスRが低下し、出力インピーダンス $Z_o$ 又は $Z_o'$ からのずれが大きくなった時点においてトランスの巻数比の設定変えして負荷7のインピーダンスRを再び出力インピーダンス $Z_o$ 又は $Z_o'$ に等しくなるように修正するという動作を行うことが考えられる。しかしながら、トランス巻数比の設定変えを誘導加熱中の大電流通電下で行えるようにするには多大な設備コストを要するので、通常は、一旦通電を停

めて設定変えをする。しかして、この通電停止は、誘導加熱の急速加熱メリットを大なり小なり減殺するものである。又、上記処置を行つても、なお、電源1の能力が十分に生かせたとは言えない。

【0011】電源能力に十分余裕を持たせれば、トランス巻数比を設定変えしなくても、思い通りの昇温速度を確保できる。しかしながら、この場合、設備コスト増となる。特に、電源として、商用交流ではなく、発電機等を用いた自立型のものを用いた場合には、能力増に伴う重量増或いは寸法増により、フィールドその他での利用性が減殺される。また、この種の電源装置は使用場所に常設するというよりは、必要な時に運搬してきて使用することが多いので、能力増に伴う重量増或いは寸法増は運搬に対する大きい制限となる。しかも、電源能力の非利用率が、能力に余裕のない場合よりも更に大となるのである。電源装置の規模に係る上記諸問題は、商用交流を利用する装置、自立型装置の両者に共通するが、商用交流が利用できないようないわば難所で用いることになる自立型装置においてとりわけ大問題である。

【0012】なお、出力電流の周期挙動データをスイッチング素子の制御回路に帰還入力してスイッチング発振部の発振駆動を行う、周波数追尾型のインバータにおいては、負荷7のインピーダンスRとスイッチング発振部6又は6'の出力インピーダンス $Z_o$ 又は $Z_o'$ が大きく異なる不整合状態では、発振駆動自体に支障をきたすこともあるので、この点からも回路の出力インピーダンスと負荷インピーダンスの整合は重要である。

#### 【0013】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、誘導加熱用電源装置の電力能力等に係る上記事情に鑑みてなされたものであつて、通電中でも、スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスと負荷のインピーダンスとの整合を行うことを可能とし、これによって、負荷に対する供給電力の低下を抑制し、電源能力を最大限に利用可能とした誘導加熱用電源装置の提供を課題とした。

#### 【0014】

【課題を解決するための手段】本発明者等は上記課題を解決すべく検討の結果、電源装置のスイッチング発振部でのパルス発振モードの変更によって、該スイッチング発振部の出力インピーダンスが変化することに着目し、負荷のインピーダンス変化に対して、スイッチング発振部のパルス発振モードを変更して許容最低出力インピーダンスを調節することで両者の整合を図り、負荷への供給電力を最大限に確保できることを見出し、本発明を完成した。

【0015】すなわち、本発明の第一の発明は、直流電力をパルス交流電力に変換するためのスイッチング発振部を、回路内の4個所にスイッチング素子を配してブリッジを組んだフルブリッジ型のスイッチング回路と、前記スイッチング素子に指令信号を送信する制御回路を備

えた構成とし、更にその制御回路を、3個所のスイッチング素子に対してON/OFF動作を指令する信号を送信し、1個所のスイッチング素子に対して、ON/OFF動作を指令する信号と常時OFF動作を指令する信号を、切換え自在に送信するように編成し、前記1個所のスイッチング素子に対する指令信号の切換えによって前記スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを2段階に可変としたものである。

【0016】本発明の第二の発明は、直流電力をパルス交流電力に変換するためのスイッチング発振部を、回路内の4個所にスイッチング素子を配してブリッジを組んだフルブリッジ型のスイッチング回路と、前記スイッチング素子に指令信号を送信する制御回路を備えた構成とし、更にその制御回路を、3個所のスイッチング素子に対してON/OFF動作を指令する信号を送信し、1個所のスイッチング素子に対して、ON/OFF動作を指令する信号をON状態の出現頻度を調節自在な形態で送信するように編成し、前記1個所のスイッチング素子に対する指令信号のON状態の出現頻度の調節によって前記スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを多段階に可変としたものである。

【0017】本発明の第三の発明は、直流電力をパルス交流電力に変換するためのスイッチング発振部を、回路内の4個所にスイッチング素子を配してブリッジを組んだフルブリッジ型のスイッチング回路と、前記スイッチング素子に指令信号を送信する制御回路を備えた構成とし、更にその制御回路を、2個所のスイッチング素子に対してON/OFF動作を指令する信号を送信し、1個所のスイッチング素子に対して、ON/OFF動作を指令する信号と常時OFF動作を指令する信号を、切換え自在に送信し、残りの1個所のスイッチング素子に対して、ON/OFF動作を指令する信号をON状態の出現頻度を調節自在な形態で送信するように編成し、前記1個所のスイッチング素子に対する指令信号の切換え及び前記1個所のスイッチング素子に対する指令信号のON状態の出現頻度の調節のいずれか一方若しくは双方によって、前記スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを多段階に可変としたものである。

【0018】本発明の第四の発明は、直流電力をパルス交流電力に変換するためのスイッチング発振部を、回路内の2個所若しくは1個所にスイッチング素子を配してブリッジを組んだハーフブリッジ型又は一石型のスイッチング回路と、前記スイッチング素子に指令信号を送信する制御回路を備えた構成とし、更にその制御回路を、1個所のスイッチング素子に対して、ON/OFF動作を指令する信号をON状態の出現頻度を調節自在な形態で送信するように編成し、前記1個所のスイッチング素子に対する指令信号のON状態の出現頻度の調節によって前記スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを多段階に可変としたものである。

【0019】本発明の第五の発明は、上記第一～第四発明のいずれかの電源装置において、前記スイッチング発振部に接続した負荷の通電挙動を検知する負荷通電挙動検知器を配備すると共に、その検知結果に基づいて前記スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを前記負荷のインピーダンスに近づけるよう制御するよう前記スイッチング発振部の制御回路を編成したものである。

【0020】なお、ここで言うスイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスとは、負荷に印加される電圧 $V_{OUT}$ と、その際負荷に供給しうる最大電流 $I_{MAX}$ の比、すなわち、 $V_{OUT} / I_{MAX} \equiv Z$ と改めて定義しておく。

【0021】

【発明の実施の形態】本発明の電源装置に用いる直流給電部は、直流を供給しうるものであればその構成は任意であり、商用交流電源とインバータの順変換部の組み合わせでもよいし、燃料をエネルギー源とする自立型の直流給電部でもよい。自立型の直流給電部の例としては、次のような組み合わせを挙げることができる。

【0022】1. ガソリンエンジン、ディーゼルエンジン、マイクロガスタービン等の原動機で駆動される交流発電機+インバータの順変換部。この場合、交流発電機には出力電圧を概ね安定化させる程度の低レベルの制御は必要であるが、周波数を厳密に安定化させるといった高レベルの制御は必要としない。また、順変換部は、交流を直流に変化する機能さえあればよく、後述するようにスイッチング発振部で負荷への供給電力を調整できるので、順変換部には伝達電力を制御する機能は必須ではない。これらの点で、直流給電部の規模やコストを従来よりも小さくできる。

【0023】2. ガソリンエンジン、ディーゼルエンジン、マイクロガスタービン等の原動機で駆動される直流発電機。電源に直流発電機を用いると、順変換部の搭載が全く不要になり、給電部の規模やコストを更に小さくできる。

【0024】3. 燃料電池。燃料電池は高効率で且つクリーンであり、環境負荷を極小化できる。順変換部は無論不要である。

【0025】4. 上記1、2又は3に記載の直流給電部の後段に電気二重層コンデンサ（大容量コンデンサ）を並列配備した形態。電気二重層コンデンサを配備したことにより、負荷の起動時等の際の一過的な大電流ディマンドが電気二重層コンデンサのアク્યームレタ機能によってカバーされ、このため、一過的な大電流ディマンド迄をも考慮した電流容量設定が不要となって給電部が小規模で済むばかりでなく、負荷変動にレスポンスよく適応できるという利点も得られる。

【0026】前記直流給電部の出力電圧は一定に保持される構成としてもよいが、この出力電圧を調節自在とし

てもよい。この出力電圧を調節自在としておくと、負荷供給電力の調節を大元の燃料消費を加減して行うこととなり、起電部使用燃料の節約が可能となる。

【0027】本発明の電源装置のスイッチング発振部に用いるスイッチング素子としては、その代表的なものとして、SIT（静電誘導型トランジスタ）、IGBT（絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）、FET（電界効果トランジスタ）、GTO（ゲートターンオフサイリスタ）を例示できる。要は、少なくとも基本の3端子を有し、その内2端子間の特定方向の導通が残りの1端子（前記信号端子S）に入力された信号に応じてON/OFFされる伝達特性を備えた素子であればよく、各種素子の中からインバータの仕様上の要請（出力周波数、電力規模、電圧、小型化など）に適したものを選定して用いばよい。

【0028】以下、図面を参照して本発明の実施形態を更に詳細に説明する。図1は第一発明の一実施形態を示す回路図であり、図18に示す従来例と同一部品には同一符号を付して示す。図1の実施形態による電源装置も、図18に示す従来例と同様に、ガソリンエンジン等の原動機2と交流発電機3を備えた起電部1に、順変換部5と逆変換部（スイッチング発振部）6Aを備えたインバータ4Aを接続した構成となっており、インバータ4Aの出力側に負荷7（誘導加熱用のコイル10及びマッチングトランス11等）が接続されている。起電部1には、出力電圧を一定値に維持し、出力電流を一定値以下に抑えるための制御装置が設けられている。インバータ4Aの順変換部5は、交流を脈流に変換する整流回路5aとそれに並列に設けられたコンデンサ5bを備えており、起電部1と順変換部5の整流回路5aとが直流起電部を構成し、起電部1と順変換部5とが直流給電部9を構成する。直流起電部に並列配置されたコンデンサ5bは、整流回路5aからの脈流を平滑化して直流にするためのものであり、従来使用されているものと同程度の1mF以下の容量のものを用いてもよいし、それよりも容量のはるかに大きい電気二重層コンデンサ（1F以上といった大容量コンデンサ）を用いてもよい。大容量コンデンサを用いると、負荷の起動時等の際に一過的に要する大電流を大容量コンデンサから出力することができ、このため直流起電部の電流容量を、上記一過的な大電流ディマンドは考慮しない規模に留め得るばかりでなく、急激な負荷変動にレスポンスよく適応できる。なお、この実施形態における順変換部5には、出力電力を調整するための手段は設けられていない。

【0029】スイッチング発振部6Aは、フルブリッジ型のスイッチング回路を備えており、その回路内の4箇所（ $a_1$ 、 $a_2$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ ）にスイッチング素子 $T = (Ta_1, Ta_2, Tb_1, Tb_2)$ がそれぞれ配備されており、且つ、各スイッチング素子に該素子をON/OFFさせるパルス状の指令信号を送信するための制御

回路8Aが設けられている。この制御回路8Aは、1箇所のスイッチング素子（例えば、 $Tb_1$ ）以外のスイッチング素子 $Ta_1$ 、 $Ta_2$ 、 $Tb_2$ には通常のフルブリッジ型のスイッチング発振部と同様のON/OFF動作を指令するペアのパルス信号 $(X, Y)$ を出力し、残りの1箇所のスイッチング素子 $Tb_1$ には、指令信号 $Y^*$ として、パルス信号 $Y$ と同一の信号か、常時OFF信号を自在に切り換えて出力可能な構成としている。

【0030】いま、スイッチング素子 $Tb_1$ への指令信号 $Y^*$ を、スイッチング素子 $Tb_2$ へのパルス信号 $Y$ と同一（同一位相でON/OFF動作を行わせる信号）とすると、スイッチング発振部6Aには従来のフルブリッジ型のもと同様に、正極性入電路と負極性入電路が交互に形成されて、スイッチング発振部6はフルブリッジとして機能する。すなわち、直流給電部9の出力電圧、出力最大電流及び最大供給電力（能力）をそれぞれ、 $V_o$ 、 $I_o$ 、 $P_o$ （ $V_o \times I_o = P_o$ ）とすると、負荷回路には、マッチングトランス11の一次側ベースで、図2の $V-t$ 図に示すように、直流給電部9に由来する半波電圧 $V_o$ が、極性を半波単位で変えながら常時印加されて（即ち、前記 $V_{OUT} = V_o$ ）、 $I_{MAX} = I_o$ までの電流を供給できる。即ち、スイッチング発振部6Aの許容最低出力インピーダンス $Z$ は、

$$Z = V_{OUT} / I_{MAX} = V_o / I_o \equiv Z_o$$

となり、負荷7のインピーダンス $R$ がこの許容最低出力インピーダンス $Z_o$ に一致している時に、 $P_o$ 一杯までの電力を負荷7に供給できる。

【0031】これに対して、スイッチング素子 $Tb_1$ への指令信号 $Y^*$ を常時OFF信号とした時には、スイッチング発振部6には正極性入電路のみが半波おきに形成されて、スイッチング発振部6Aはハーフブリッジとして機能する。即ち、スイッチング発振部6Aは、図3の $V-t$ 図に示すように、正極側の半波電圧 $V_o$ のみが出力される。このため、負荷7には、同じく半波電圧 $V_o$ が印加されるが、その極性が常に同じであって反対極性の半波電圧 $V_o$ が印加されないことから、負荷への出力電圧（実効値） $V_{OUT} = 0.5 V_o$ となり、電流の方は、出力電圧 $V_{OUT}$ が $1/2$ であるため、連続供給できる電流 $I_o$ の2倍の電流、 $2 I_o$ を負荷7に供給できることになる。これは、直流給電部9の平滑回路の時定数がスイッチングの周期よりも十分に大きく、負担すべき電流が時間的にならされるからである。即ち、この場合、許容最低出力インピーダンス $Z$ は、

$$Z = V_{OUT} / I_{MAX} = 0.5 V_o / 2 I_o = Z_o / 4$$

となり、フルブリッジ回路として機能した時の許容最低出力インピーダンス $Z_o$ の $1/4$ に低下し、負荷のインピーダンス $R$ が $Z_o/4$ の時に、 $P_o$ 一杯までの電力を負荷7に供給できる。従って、一つのスイッチング素子 $Tb_1$ への指令信号 $Y^*$ を上記のように切り換えることによって、スイッチング発振部6Aの許容最低出力イン



ピーダンスを4:1の2段階に可変にでき、ひいては、直流給電部9の能力をフルに生かした高能率の通電が上記2段階の負荷インピーダンスに亘って行えることになる。例えば、誘導加熱初期の負荷インピーダンスが大きい時の負荷インピーダンスRを、スイッチング発振部6Aがフルブリッジ回路として機能する時の許容最低出力インピーダンスZ<sub>0</sub>に等しくなるように設定して最大電力P<sub>0</sub>を供給可能としておき、誘導加熱の進行につれて負荷インピーダンスRが低下して供給電力が低下した時には、スイッチング発振部6Aをハーフブリッジ回路として機能するように切り換えることで、スイッチング発振部6Aの許容最低出力インピーダンスを負荷インピーダンスに近づけ、供給電力を再び最大電力P<sub>0</sub>に近づくように増大させることができ、直流給電部9の能力を十分に生かした通電を行うことができる。ここで、上記許容最低出力インピーダンス調節のためのスイッチング素子Tb<sub>1</sub>への指令信号Y\*の切り換えは、弱電信号処理であって電流が微弱であるから、インバータの通電を停止せずに行うことができる。

【0032】なお、上記したようにスイッチング素子Tb<sub>1</sub>を常時OFFとしてスイッチング発振部6Aをハーフブリッジ回路として機能させた場合において、スイッチング素子Ta<sub>1</sub>をONとした時には正極性入回路が形成されて負荷7にはA方向の電流が流れるが、スイッチング素子Ta<sub>1</sub>をOFFとした時にはスイッチング素子Tb<sub>1</sub>もOFF状態となっているため、直流給電部9から負荷7へは電流が流れない。しかしながら、この時にはスイッチング素子Tb<sub>2</sub>がONとなるため負荷7からスイッチング素子Tb<sub>2</sub>、スイッチング素子Ta<sub>2</sub>に並列なダイオードD、及びコンデンサCを通過して元の負荷7に戻る回路が形成されるため、コンデンサCに蓄積された電荷により、負荷7をB方向に流れる回生電流が生じる。このため、負荷7には交番電流が流れることとなり、支障なく誘導加熱を行うことができる。

【0033】上記したように制御回路8Aは、スイッチング素子Ta<sub>1</sub>、Ta<sub>2</sub>、Tb<sub>2</sub>には通常のフルブリッジ型のスイッチング発振部と同様のON/OFF動作を指令するペアのパルス信号(X, Y)を送信し、残りの1個所のスイッチング素子Tb<sub>1</sub>には、指令信号Y\*として、パルス信号Yと同一の信号か、常時OFF信号を自在に切り換えて送信可能な機能を備えている。これらの機能を備えさせるため、制御回路8Aには、所望周波数の発振を行うパルスオシレータ、又は、スイッチング発振部6Aの出力電流の周期挙動データを位相を合わせて帰還させるためのPLL(Phase Locked Loop)機構、これらの信号を素子を駆動できるレベルに増幅するためのブースタアンプ、正極性入回路の素子と負極性入回路の素子が同時にONしているラップ期間が生じないようにするためのデッドタイム調整機構、及び必要に応じて素子への前記動作指令等を編成するためのマイクロ

コンピュータを配備している。これらの各要素は通常のフルブリッジ型のスイッチング発振部に設けられているものとほとんど同一であり、単に、動作指令等を編成するためのマイクロコンピュータに、1個所のスイッチング素子Tb<sub>1</sub>への指令信号Y\*を、パルス信号Yと同一の信号か、常時OFF信号かを切り換える機能を付与するのみで、本実施形態の制御回路8Aを構成できる。かくして、この実施形態は、制御回路8Aを、従来のものに簡単な変更を加えるのみで実現できるという利点を有している。

【0034】上記実施形態において、スイッチング発振部6Aの許容最低出力インピーダンス調節のためのスイッチング素子Tb<sub>1</sub>への指令信号Y\*の切り換えは、手動操作で行ってもよいし、プログラムを組んでおいて実施してもよいし、更には、後述する図12の実施形態に示すように、負荷系通電挙動検知器からの信号に基づいて自動的に行ってもよい。

【0035】なお、上例ではスイッチング素子Tb<sub>1</sub>への指令信号を切り換えることで許容最低出力インピーダンスを調節しているが、この代わりに他のスイッチング素子への信号を、ON/OFFモードと、OFFモードに切り換えるようにしてもよい。

【0036】次に、第二発明の実施形態を説明する。図4は第二発明の一実施形態を示す回路図である。この実施形態では、スイッチング発振部6Bの制御回路8Bを、1個所のスイッチング素子Ta<sub>1</sub>を除いた他の3個所のスイッチング素子に対しては、通常のフルブリッジ型のスイッチング回路と同様にON/OFF動作を行わせるためのペアのパルス信号(X, Y)を送信し、残りの1個所のスイッチング素子Ta<sub>1</sub>には、指令信号X\*として、スイッチング素子Ta<sub>2</sub>へのパルス信号Xと同一位相でON/OFF動作させるパルス信号ではあるが、ON信号の出現頻度を変更自在とした信号を送信するように編成している。

【0037】この構成のスイッチング発振部6Bでは、スイッチング素子Ta<sub>1</sub>へのパルス信号X\*におけるON信号の出現頻度を削減しない場合(従って信号X\*は信号Xと同一となる)には、スイッチング発振部6Bは通常のフルブリッジ型のスイッチング回路として機能し、従って、許容最低出力インピーダンスはZ<sub>0</sub>(=V<sub>0</sub>/I<sub>0</sub>)となる。一方、パルス信号X\*のON信号の出現頻度をm/n(但し、m, nは整数で且つm<n)に調節した場合、スイッチング素子Ta<sub>1</sub>を通る正極性入回路による負荷回路に電圧V<sub>0</sub>が印加されて電流I<sub>0</sub>が流れる頻度がm/n、電圧0.5V<sub>0</sub>が印加されて電流2I<sub>0</sub>が流れる頻度が(n-m)/nになり、ついでには、許容最高出力アドミタンスの実効値は、
$$G = m I_0 / n V_0 + 2 (n - m) I_0 / 0.5 n V_0$$
$$= (4n - 3m) / n Z_0$$
、  
故に最低許容出力インピーダンスの実効値は、



$$Z = 1/G = Z_0 \cdot n / (4n - 3m)$$

となる。図9に例示したケースでは、 $Z$ （実効値） $= Z_0 / 3$ となっている。因みに、通常のフルブリッジとして機能している状態に相当する $m/n = 1$ のケースでは、 $m = n$ 、よって $Z = Z_0$ 、ハーフブリッジとして機能している状態に相当する $m/n = 0$ のケースでは、 $m = 0$ 、よって $Z = Z_0 / 4$ となる。このように、スイッチング発振部6Bの許容最低出力インピーダンス $Z$ は、パルス信号 $X^*$ のON信号の出現頻度 $m/n$ によって変化し、従って、この出現頻度 $m/n$ を変更することにより、スイッチング発振部6Bの許容最低出力インピーダンス $Z$ を多段階（頻度調節の母数 $n$ が大であれば実質的に無段階）に調節可能である。かくして、誘導加熱中において、負荷インピーダンス $R$ が変化しても、パルス信号 $X^*$ のON信号の出現頻度 $m/n$ を調整してスイッチング発振部6Bの許容最低出力インピーダンス $Z$ を負荷インピーダンス $R$ に整合させることができ、それによって、直流給電部9の能力をフルに生かした高能率の通電が、トランス巻数比の設定変えなしに行えることになる。

【0038】なお、この実施形態においても、スイッチング素子 $T_{a1}$ をONすべき時にON信号を削減してOFF状態に保持した時、直流給電部9からスイッチング素子 $T_{a1}$ を通して負荷7に流れる電流は阻止されるが、この時にはスイッチング素子 $T_{a2}$ がON状態となっているので、負荷7からコンデンサC、スイッチング素子 $T_{a2}$ 、スイッチング素子 $T_{b2}$ に並列のダイオードDを通して元の負荷7に戻る回路が形成され、この回路をA方向にコンデンサCの電荷による回生電流が流れることとなる。かくして、負荷7には、常に交番電流が流れることとなり、支障なく誘導加熱を行うことができる。

【0039】図4に示す実施形態では、ON信号の出現頻度 $m/n$ の調節によってスイッチング発振部6Bの許容最低出力インピーダンス $Z$ を調節するものである。整数 $m$ 、 $n$ の選択によってきわめて多段階に許容最低出力インピーダンス $Z$ を変化させることができ、精密な調節が可能となる利点が得られる。

【0040】なお、図4のスイッチング発振部においても、スイッチング素子 $T_{a1}$ の上記役割を他の個所のスイッチング素子に持たせるようにしてもよい。

【0041】スイッチング発振部6Bに上記動作を行わせる制御回路8Bには、図1に示す制御回路8Aの諸機構に加えて、パルス信号 $X^*$ におけるON信号の出現頻度を調節自在とするための機構として、例えば、レートジェネレータを配備している。レートジェネレータは、母数 $N$ 中の $M$ 回のサンプリングを所望の $M/N$ 比で指令するレート信号を、時系列的にほぼ均等に分散させて発振することのできる機構であって、上記制御回路8Bにおいては、例えば、前記ブースタンプの前段に配し

て、 $M = N \times m/n$ の設定下でパルスオシレータ等からの発振駆動指令を $m/n$ の頻度で通過させる関門として機能する。

【0042】次に、第三発明の実施形態を説明する。図5は第三発明の一実施形態を示す回路図である。この実施形態では、図1に示す実施形態におけるスイッチング素子 $T_{b1}$ の動作モードの切り換えと、図4に示す実施形態におけるスイッチング素子 $T_{a1}$ のON状態頻度の調節とを合わせて行うようにしたものであり、制御回路8Cは、2個所のスイッチング素子 $T_{a2}$ とスイッチング素子 $T_{b2}$ に、ON/OFF動作を行わせるためのペアのパルス信号（ $X$ 、 $Y$ ）を送信し、1個所のスイッチング素子 $T_{a1}$ には、スイッチング素子 $T_{a2}$ へのパルス信号 $X$ と同一位相ではあるがON信号の出現頻度を変更自在としたパルス信号 $X^*$ を送信し、スイッチング素子 $T_{b1}$ には、スイッチング素子 $T_{b2}$ へのパルス信号 $Y$ と同一位相のON/OFF動作の信号が常時OFF信号かを切り換えて指令する指令信号 $Y^*$ を送信するように構成している。

【0043】この実施形態では、スイッチング素子 $T_{a1}$ のON状態頻度の調節とスイッチング素子 $T_{b1}$ の動作モードの切り換えとを適当に使うことで、スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを広い範囲に亘って所望の値に設定可能である。例えば、負荷7のインピーダンスが $R_0 \rightarrow 0$ 、 $5R_0 \rightarrow 0$ 、 $25R_0$ のように順次半減してゆく負荷を例にとると、上記半減時期に対応して、スイッチング発振部6Cの動作モードを、

- (1)  $T_{a1}$  : 100%ON、 $T_{b1}$  : ON/OFFモード、即ち回路を通常のフルブリッジとして機能させた状態で、マッチングトランスの巻数比を $R_0$ にマッチングさせて通電を開始……即ち、 $Z = R_0$
- (2)  $T_{a1}$  : 66%ON、 $T_{b1}$  : ON/OFFモード…… $Z = 0.5R_0$
- (3)  $T_{a1}$  : 100%ON、 $T_{b1}$  : 常時OFFモード…… $Z = 0.25R_0$
- (4)  $T_{a1}$  : 50%ON、 $T_{b1}$  : 常時OFFモード…… $Z = 0.125R_0$
- (5)  $T_{a1}$  : 25%ON、 $T_{b1}$  : 常時OFFモード…… $Z = 0.0625R_0$

のように設定変えして行けばよい。

【0044】このように、スイッチング素子 $T_{a1}$ のON状態頻度の調節とスイッチング素子 $T_{b1}$ の動作モードの切り換えとを組み合わせることにより、きわめて低い許容最低出力インピーダンスを実現できる。しかも、上例では出力インピーダンスを大まかに変更する例を示したが、実際にはスイッチング素子 $T_{a1}$ のON状態頻度の調節を小刻みに行うことで、更に小刻みの変更も可能であり、負荷への通電がより円滑に行えるようになる。

【0045】なお、図5の実施形態においても、スイッ

チング素子 $T_{a1}$ 、或いは $T_{b1}$ の上記役割を素子の動作が相容れる範囲で他のスイッチング個所の素子に受け持たせてもよい。

【0046】次に、第四発明の実施形態を説明する。図6、図7、図8はそれぞれ第四発明の実施形態を示す回路図である。これらの実施形態はいずれもハーフブリッジ型又は一石型のスイッチング回路を備えたスイッチング発振部6D～6Fを用いたものであり、そのスイッチング発振部6D～6Fの制御回路8D～8Fを、1個所のスイッチング素子、例えば、図6の回路の $T_a$ 、又、図7、図8については唯一個所に配置した $T$ に、それらの素子をON/OFFさせるために送信する指令信号（パルス信号） $X^*$ におけるON信号の出現頻度を変更自在とするように編成している。なお、図6の実施形態の制御回路8Dは、他のスイッチング素子 $T_b$ に対しては、スイッチング素子 $T_a$ に対するパルス信号 $X^*$ と位相が $180^\circ$ ずれた、ON/OFF動作を行わせるためのパルス信号 $Y$ を供給するように編成している。

【0047】図6に示すスイッチング発振部6Dにおいては、スイッチング素子 $T_a$ へのパルス信号 $X^*$ における、ON信号の出現頻度を $1/1$ とした場合（ON信号を削除しない場合）には、図19に示す通常のハーフブリッジ回路として機能し、前述したように、許容最低出力インピーダンス $Z_0'$ は、

$$Z_0' = V_{OUT} / I_{MAX} = 0.5 V_0 / 2 I_0 = V_0 / 4 I_0 = Z_0 / 4$$

となり、フルブリッジの場合の $1/4$ となる。

【0048】そして、このパルス信号 $X^*$ における、ON信号の出現頻度を $m/n$ に調節した場合、負荷7への出力電圧印加頻度は、本来の頻度の $m/n$ 倍となる。すなわち、 $m/n = 1/3$ のケースにおける出力電圧印加頻度を例示した図10の $V-t$ 図に見る通り、負荷7には前出図3のケース（ハーフブリッジ回路）の $m/n$ の頻度で半波電圧 $V_0$ が印加される。このため、負荷回路への印加電圧 $V_x = V_0 / 2$ の状態で、印加頻度が減少する分だけ、負荷7への出力可能な最大電流が増加し、最大電流 $I_{MAX} = 2 I_0 / (m/n)$ となる。従って、この時の許容最低出力インピーダンス $Z$ は、 $Z = 0.5 V_0 / I_{MAX} = (Z_0 / 4) \times (m/n) = Z_0' \times (m/n)$ となる。

【0049】このように、この実施形態においても、スイッチング発振部6Dの最低許容出力インピーダンス $Z$ は、パルス信号 $X^*$ のON信号の出現頻度 $m/n$ によって変化するので、この出現頻度 $m/n$ を調節することにより、スイッチング発振部6Dの許容最低出力インピーダンス $Z$ を多段階に調節でき、負荷インピーダンス $R$ に整合させることができる。

【0050】更に又、回路中の1個所だけにスイッチング素子を配した、図7、図8に示す一石型のスイッチ

ング発振部6E、6Fにおいても、スイッチング素子 $T$ へのパルス信号 $X^*$ における、ON信号の出現頻度を $m/n$ に調節した場合、負荷7への出力電圧印加頻度は、本来の印加頻度の $m/n$ 倍となる。従って、 $m/n = 1/3$ のケースにおける印加頻度を例示した図11の $V-t$ 図に見る通り、負荷回路には前記ハーフブリッジ回路の場合と同様に、前出図3のケース（ハーフブリッジ回路）の $m/n$ の頻度で半波電圧 $V_0$ が印加され、それによって許容最低出力インピーダンスが低下する。かくして、パルス信号 $X^*$ のON信号の出現頻度 $m/n$ を調節することにより、スイッチング発振部6E、6Fにおける許容最低出力インピーダンス $Z$ を多段階に調節でき、負荷インピーダンス $R$ に整合させることができる。

【0051】図6～図8のスイッチング発振部6D～6Fに上記動作を行わせる制御回路8D～8Fも、図4に示す制御回路8Bと同様な、パルス信号 $X^*$ におけるON信号の出現頻度を調節自在とするための機構を備えている。なお、前記デッドタイム調整機能については、一方の極性の入電路のみを備えた図7、図8の一石型スイッチング発振部6E、6Fには不要である。

【0052】なお、以上に説明した各実施形態において、スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンス $Z$ を、負荷への印加電圧 $V_{OUT}$ 及び最大電流 $I_{MAX}$ から求めているが、実際には、許容最低出力インピーダンス $Z$ は負荷7の特性（加熱コイルの純抵抗分を $R$ 、インダクタンス分を $\omega L$ とした時に、 $Q = \omega L / R$ で定義される $Q$ 値）によっても影響を受けている。従って、スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスを負荷インピーダンスに整合させる際には、この $Q$ 値による補正を加えてスイッチング発振部の許容最低出力インピーダンス $Z$ を求めることが好ましい。この補正は計算により、或いは実験により求めることができる。

【0053】次に第五発明の実施形態を説明する。図12は、図5に示す実施形態において、スイッチング素子 $T_{b1}$ の動作モード切り換えしないしはスイッチング素子 $T_{a1}$ のON状態頻度調節を、負荷インピーダンスの変化に応じて自動的に行うように構成した実施形態を示すものである。この実施形態では、負荷7を含む出力回路20に負荷の通電挙動を検出するための負荷系通電挙動検知器として電流検知器21が取り付けられており、負荷7を流れる出力電流の振幅 $I_x$ がその電流検知器21によって把握され、これが帰還路22を経て制御回路8Gに入力される。次いで、スイッチング発振部6Gのその時点での動作状態（前記スイッチング素子 $T_{a1}$ のON状態頻度 $m/n$ など）から特定される $I_{MAX}$ （負荷7に供給できる最大電流）と前記 $I_x$ との差 $\Delta I$ （ないしは $\Delta I / I_{MAX}$ 等）に基づいて、該 $\Delta I$ を縮小すべく編成された前記指令信号 $X^*$ ないしは指令信号 $Y^*$ が発信されるように、制御回路8G内のマイクロコンピュータをプログラムしておくものである。なお、図12には、

図5のスイッチング発振部に上記帰還制御方式を導入する例を示したが、該制御方式は、図1、図4、図6～図8のスイッチング発振部にも導入できる。

【0054】上記構成により、 $I_{MAX} \approx I_X = V_{OUT} / R$ を瞬時に実現する許容最低出力インピーダンス制御が刻々行われ、負荷7に対して、直流給電部9の能力を最大限に生かした給電が始終行えることになる。なお、ここでは許容最低出力インピーダンスと負荷インピーダンスの差を、出力電流振幅を把握して検知する例を示したが、他の手段によって上記インピーダンス差を検知するようにしてもよい。

【0055】上記した各実施形態の電源装置において、スイッチング発振部内の複数個所にスイッチング素子が配置されている場合、前記モード切り換え或いはON状態頻度調節を受け持たせる素子が、特定個所の素子に固定されていると、スイッチング素子に並列接続されたダイオードD(図1など参照)を含めて、素子の耐用期間に配置個所による差が生じ、保守性の面で好ましくないことになる。

【0056】そこで、図13に例示したように、各個所の素子の信号端子( $Sa_1, Sa_2, Sb_1, Sb_2$ )に送信する指令信号を、適当な周期で、例えば、 $\{X^*, X, Y^*, Y\} \rightarrow \{X, X^*, Y, Y^*\} \rightarrow \{Y, Y^*, X, X^*\} \rightarrow \{Y^*, Y, X^*, X\} \rightarrow \{X^*, X, Y^*, Y\} \rightarrow \dots$ のように入れ替えて、各個所毎の素子の役割分担にローテーションを組むと、配置個所による素子耐用期間差が生じなくなり、優れた保守性が確保される。上記指令信号の入れ替えも、制御回路8H内のマイクロコンピュータのプログラムにより行える。なお、ここでは、図5のスイッチング発振部に上記ローテーション方式を導入する例を示したが、図1、図4、図6、図12などのスイッチング発振部にも該方式を導入できる。

【0057】以上に述べた各電源装置のスイッチング発振部において、各スイッチング素子の発振駆動手段は限定されない。即ち、別設のパルスオシレータ等で駆動してもよいし、出力電流の周期挙動データを帰還入力して駆動してもよい。しかし、誘導加熱のように、電力効率の良否が操業コストを支配する用途では、帰還駆動方式が推奨される。

【0058】帰還方式の発振駆動は、たとえば、図12の回路において、電流検知器21から帰還路22を経て制御回路8Gに送信された出力電流データの中の周期挙動に関するデータを、制御回路内に配した前記PLL機構(位相調整機構)等により加工した上で、スイッチング素子の信号端子Sに送信して行く。これにより、誘導

〔電源1の仕様〕

原動機：ガソリンエンジン 出力80KW

交流発電機：出力電圧200V

定格電流200A

コイルに由来するインダクタンスL(トランス一次側ベース)とコンデンサのキャパシタンスCとで決まる出力回路の共振周波数 $f = 1 / 2\pi\sqrt{LC}$ で素子が発振駆動され、ひいては負荷7への通電が行われる。即ち、共振状態の通電となり、最大限の電力効率が確保される。帰還駆動方式においては、前述のように、許容最低出力インピーダンスと負荷インピーダンスの不整合による発振動作の停止が起こり得るが、本発明のスイッチング発振部で実現される高度のインピーダンス整合は、帰還駆動動作の安定化にも有利に作用する。

【0059】すなわち、帰還駆動方式を採用した実施形態の電源装置にあつては、本発明による給電部能力の最大限利用と帰還駆動による電力効率の最大限確保が合せて実現される。

【0060】本発明の電源装置における負荷への投入電力の調節は、たとえば、以下のようにして行うことができる。まず、許容最低出力インピーダンスの変更にスイッチング素子のON状態頻度調節を利用するケースでは、インピーダンス変更のための上記ON状態頻度調節機構を、そのまま、投入電力調節にも利用できる。すなわち、 $m/n$ のON頻度で電源能力が最大限に引き出せる場合、ON頻度を $m/N = m/pn$ とすることによって、投入電力を電源能力の $1/p$ に調節できる。

【0061】又、上記ON状態頻度調節を利用しないケースでは、図1等を示す直流給電部9内に公知の電力調節手段(3相位相制御など)を配設すればよい。

【0062】なお、本発明の電源装置のスイッチング発振部においては、スイッチング素子の電流容量について以下のように配慮する。

【0063】まず、スイッチング素子の電流定格は、通常、連続通電条件で定められているから、本発明においてスイッチング素子のON状態頻度が $m/n$ となって素子に流れる最大電流が $(n/m)I_0$  ( $I_0$ は $m/n = 1/1$ 即ち連続通電時の値)となっても、素子への通電頻度が $m/n$ であるから、一応は許容される。

【0064】又、インバータ設計においては、市販素子仕様の自由度にもよるが、通常は、上記電流定格が2I<sub>0</sub>。前後の素子を充てるので、これにより電流許容度が2倍に補強される。

【0065】更には、通電仕様、素子特性、耐用実績などを考慮して電流定格が3I<sub>0</sub>～4I<sub>0</sub>の素子を充てるとか、あるいは、所要の素子を2基並列構成にすることにより、万全を期すことができる。

【0066】

【実施例】図12の構成の電源装置を製作し、丸鋼表層部を900℃に急速加熱する誘導加熱実験を行った。

周波数 50/60Hz

[インバータの仕様]

- ・発振駆動：帰還駆動方式
- ・電源能力：250V×200A=50KW
- ・出力インピーダンス：1.4~0.175Ω可変（1.4~0.35Ωの範囲、0.35~0.175Ωの範囲それぞれについて250段階の自動切換式）

[丸棒の仕様]・100mmφ。これの短区間（約20mm）を加熱するようにした。1000℃までの昇温過程における負荷インピーダンスの変化を図14に定性的に示す。

【0067】[実験結果]

- ・インバータを本発明の動作仕様で稼働させた時（本発明実施例）の昇温カーブを図15に示す。
- ・インバータの出力インピーダンスを1.4Ωに固定して稼働させた時（比較例1）の昇温カーブを図16に、また、0.35Ωに固定して稼働させた時（比較例2）の昇温カーブを図17に、それぞれ示す。

【0068】図15～図17の結果に見る通り、比較例1、2では900℃までの昇温に約30秒を要しているのに対し、本発明実施例では約15秒で900℃に達している。この差異は、本発明実施例では上記昇温過程において前記給電部能力を終始フル活用できているのに対し、比較例1では電圧能力が、比較例2では電流能力が、それぞれ一部の温度域（比較例1では低温域、比較例2では高温域）でしかフルには生かせていないことに起因している。なお、本発明実施例と同様な昇温速度を確保するには、電源能力を大きくする必要があり、必要とされる電源能力を計算して求めると、250V×400A=100KW 程度必要となる。このため、電源1をかなり大型化する必要がある。上記実験例だけを見ても本発明の電源装置の優位性が明らかである。

【0069】

【発明の効果】以上のように、本発明の電源装置は、直流給電部からの直流電力をパルス交流電力に変換するためのインバータのスイッチング発振部内のスイッチング素子の動作状態を可変として許容最低出力インピーダンスを可変としたことを特徴とする。

【0070】スイッチング発振部を備えた電源装置を、鋼材の誘導加熱のような急速な大電力入力を要する用途に用いた場合、スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスと負荷インピーダンスの整合が、加熱を高効率に行うための要件である。しかしながら、加熱が進むにつれて大きく変化する負荷インピーダンスを、スイッチング発振部の許容最低出力インピーダンスに整合させるために、マッチングトランスの巻数比の設定替えを手動で行うといった従来のインピーダンス整合操作は、加熱の中断による加熱能力の低下を招き、しかも加熱の全過程に亘る整合が行えるわけではなかった。

【0071】本発明の電源装置によれば、前記スイッチング素子動作状態の選定がスイッチング素子への信号端

子への弱電指令によって行えることから、加熱を中断しなくても許容最低出力インピーダンスの変更ができ、更には、インピーダンス整合の自動化が容易に行える結果、加熱の全過程に亘って終始整合状態を確保した高能率通電も可能になった。

【0072】更に、高能率通電が可能となったため、燃料をエネルギー源とする自立型の直流給電部を用いた場合には、その直流給電部を従来に比べて小型化、軽量化することが可能となり、低価格の且つ運搬しやすい電源装置を提供できた。即ち、誘導加熱を始めとする高能率通電の要請に、余す所なく答えた電源装置を提供できたものであり、産業界への貢献が絶大である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態に係る電源装置及びそれに接続した負荷を示す回路図

【図2】図1の電源装置におけるスイッチング発振部をフルブリッジ状態で動作させた時の電圧出力を示すグラフ

【図3】図1の電源装置におけるスイッチング発振部をハーフブリッジ状態で動作させた時の電圧出力を示すグラフ

【図4】本発明の他の実施形態に係る電源装置を、負荷を接続した形で示す回路図

【図5】本発明の更に他の実施形態に係る電源装置を、負荷を接続した形で示す回路図

【図6】本発明の更に他の実施形態に係る電源装置を、負荷を接続した形で示す回路図

【図7】本発明の更に他の実施形態に係る電源装置を、負荷を接続した形で示す回路図

【図8】本発明の更に他の実施形態に係る電源装置を、負荷を接続した形で示す回路図

【図9】図4の電源装置におけるスイッチング発振部の電圧出力を示すグラフ

【図10】図6の電源装置におけるスイッチング発振部の電圧出力を示すグラフ

【図11】図7、図8の電源装置におけるスイッチング発振部の電圧出力を示すグラフ

【図12】本発明の更に他の実施形態に係る電源装置を、負荷を接続した形で示す回路図

【図13】図11のスイッチング発振部における素子動作割り振りのローテーションを例示した回路図

【図14】供試負荷のインピーダンスの変化を定性的に示すグラフ

【図15】本発明実施例における昇温カーブを示すグラフ

フ

【図16】比較例1における昇温カーブを示すグラフ

【図17】比較例2における昇温カーブを示すグラフ

【図18】従来のフルブリッジ型スイッチング発振部を備えた電源装置を、負荷を接続した形で示す回路図

【図19】従来のハーフブリッジ型スイッチング発振部を備えた電源装置を、負荷を接続した形で示す回路図

【図20】従来のスイッチング発振部の出力インピーダンスと負荷インピーダンスとの整合の良否を示すグラフ

【図21】従来のスイッチング発振部における出力電力と負荷インピーダンスとの関係を示すグラフ

【符号の説明】

1 起電部

2 原動機

3 交流発電機

4、4'、4A、4B、4C、4D、4V、4F、4G、4H インバータ

5 順変換部

6、6'、6A、6B、6C、6D、6V、6F、6G、6H スwitching発振部

7 負荷

8、8'、8A、8B、8C、8D、8V、8F、8G、8H 制御回路

9 直流給電部

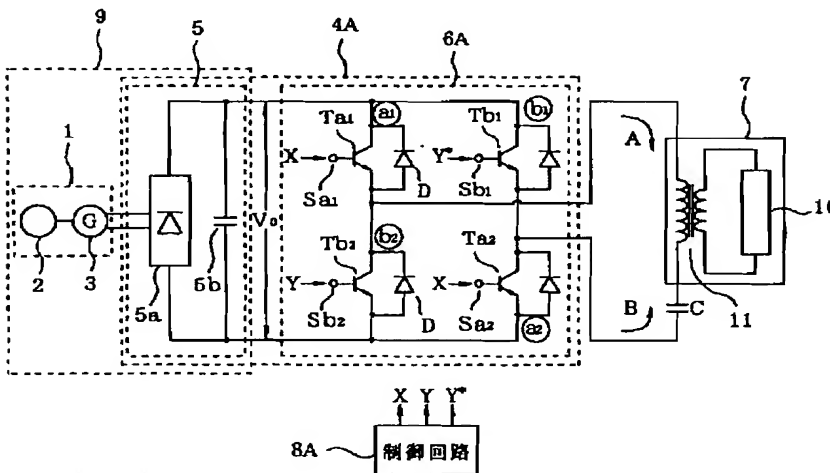
10 誘導コイル

11 マッチングトランス

20 出力回路

21 電流検出器（負荷系通電挙動検知器）

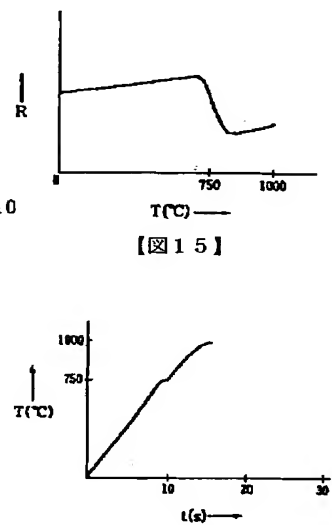
【図1】



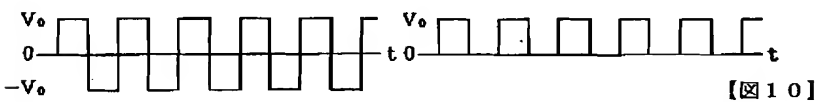
【図2】

【図3】

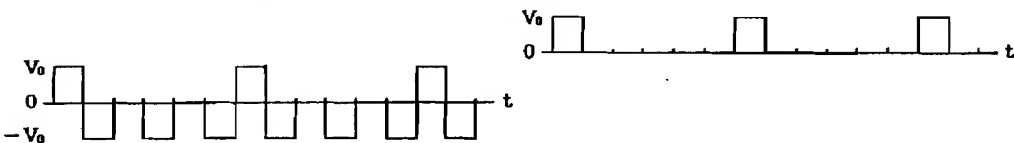
【図14】



【図15】



【図9】

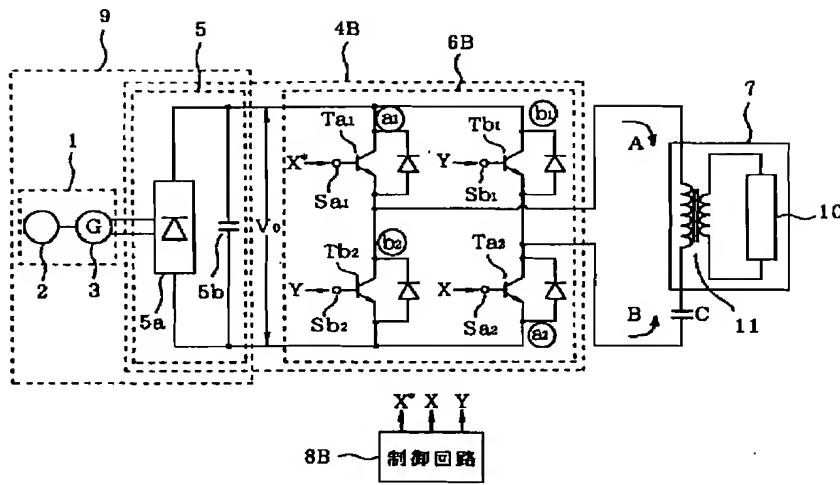


【図10】

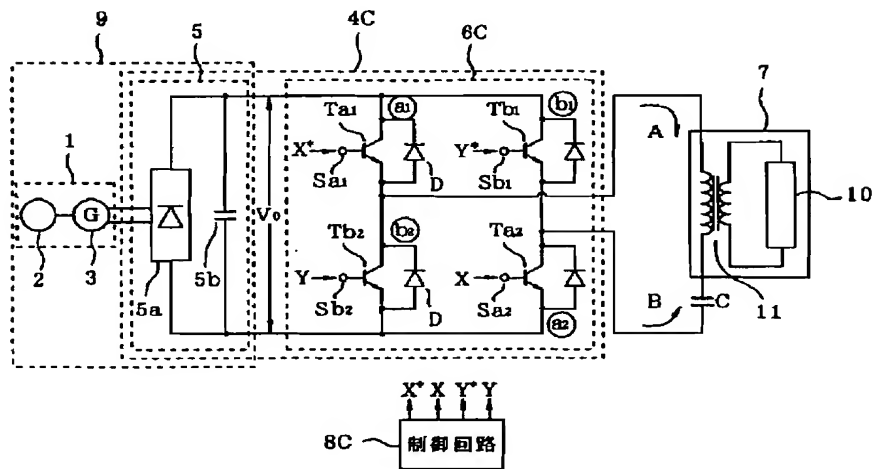
【図11】



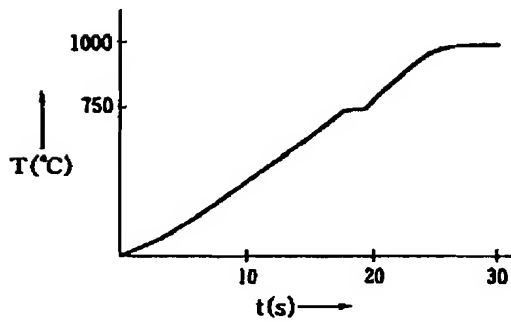
【図4】



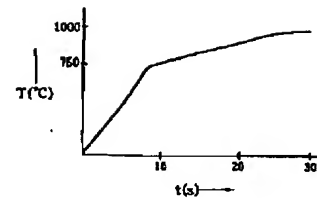
【図5】



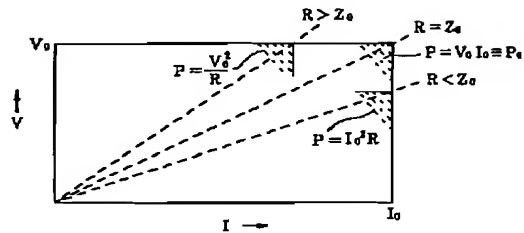
【図17】



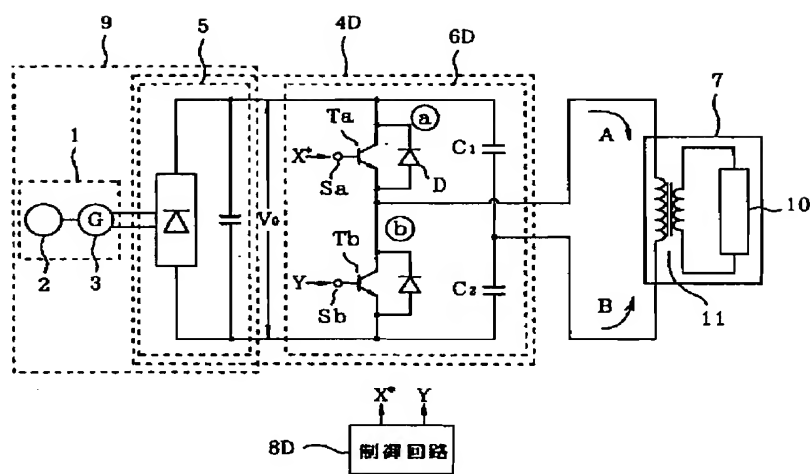
【図16】



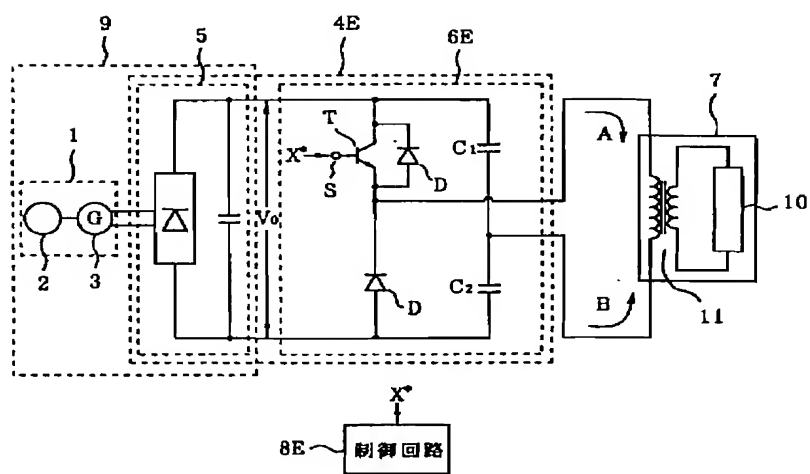
【図20】



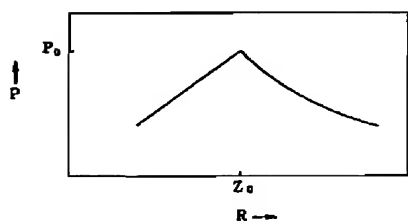
【図 6】



【図 7】

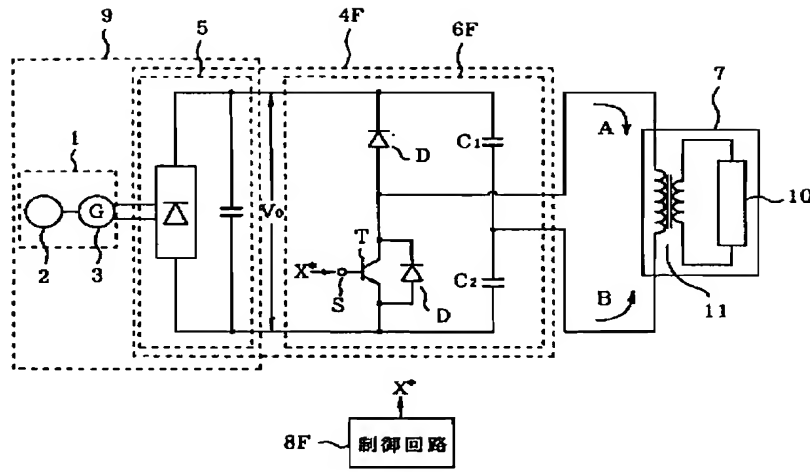


【図 21】

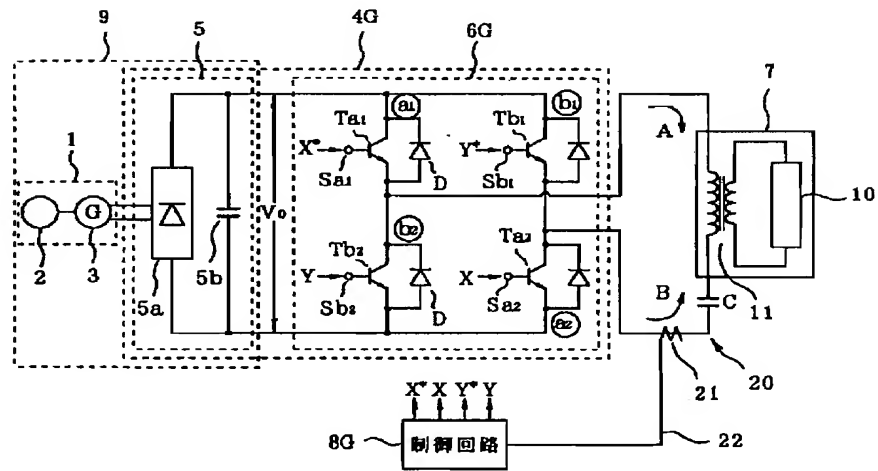




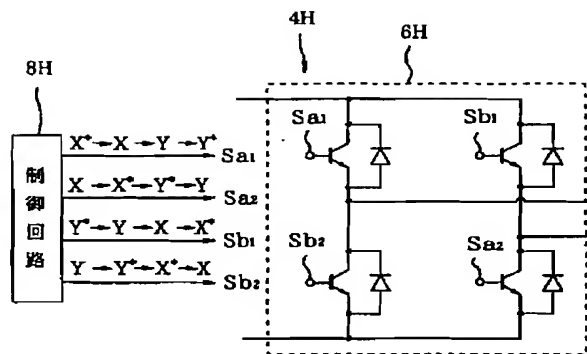
【図8】



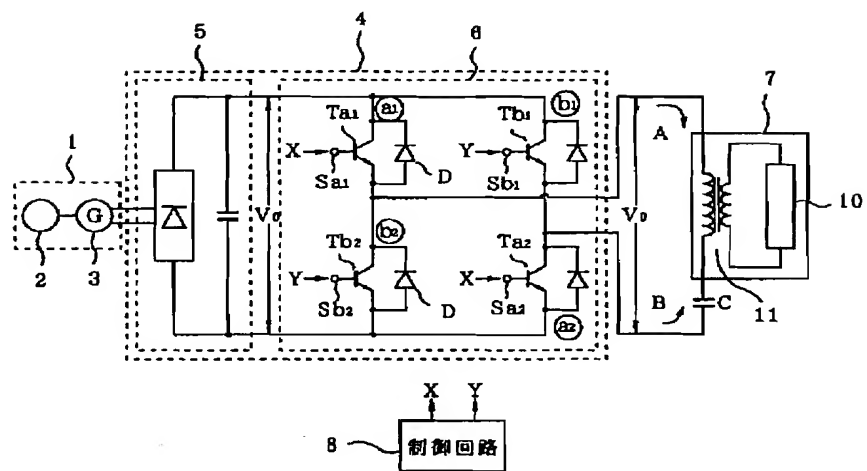
【図12】



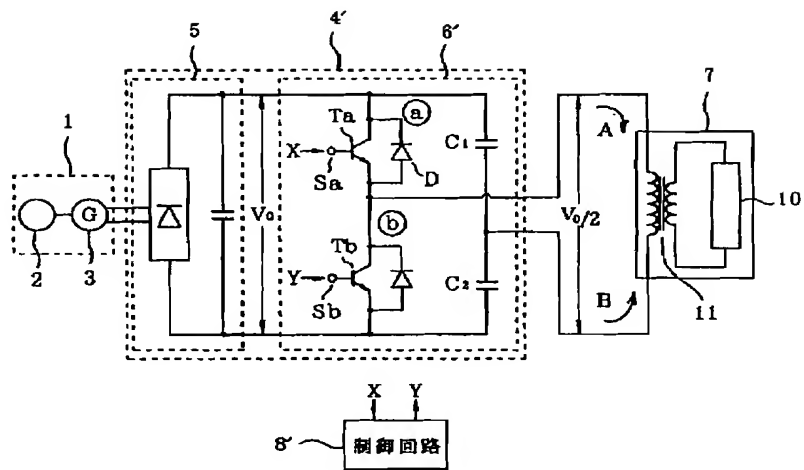
【図13】



【図18】



【図19】



フロントページの続き

Fターム(参考) 3K059 AA02 AA04 AA05 AA14 AA15  
 AB08 AC07 AC09 AC15 AC54  
 AD03 AD13 AD32 AD35 BD02  
 CD13 CD14 CD17 CD22  
 5H007 BB04 BB11 CA01 CB05 CB09  
 DB01